

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 02-297603
 (43) Date of publication of application : 10. 12. 1990

(51) Int. Cl. G05B 13/00

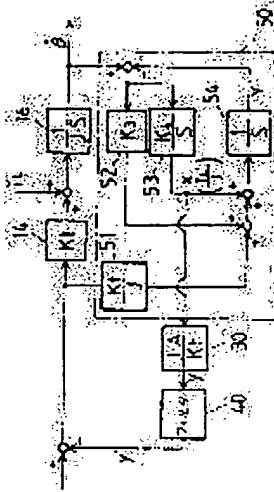
(21) Application number : 01-117520 (71) Applicant : FANUC LTD
 (22) Date of filing : 12. 05. 1989 (72) Inventor : TORII NOBUTOSHI
 NIHEI AKIRA
 KATO TETSURO

(54) SERVO CONTROL SYSTEM USING SLIDING MODE AND ALSO DISTURBANCE ESTIMATION OBSERVER

(57) Abstract:

PURPOSE: To stably perform control without generating lag even when large fluctuation occurs in the parameter of a nonlinear item by using sliding mode control and also zero-ing control by a disturbance estimation observer simultaneously.

CONSTITUTION: The system is equipped with the disturbance estimation observer 50, the item 30 of the parameter to be multiplied by a value corresponding to estimation disturbance estimated by the disturbance estimation observer 50, and a low-pass filter 40. And a sliding mode processing and the processing of the disturbance estimation observer 50 are performed at every prescribed cycle, and the influence of inertia fluctuation can be compensated by the sliding mode processing, and that of the gravitation item, the static friction item, and the dynamical friction item, etc., of the nonlinear item not being compensated by the sliding mode control can be eliminated by the processing of the disturbance estimation observer 50. Therefore, all the lag due to the performance and the static friction at the beginning of motion of the gravitation item, the lag due to the dynamical friction when an operation is performed, etc., can be eliminated, thereby, a sliding mode can effectively function at every status. Thereby, a stable response can be obtained even when the parameter fluctuates.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑪ 公開特許公報 (A) 平2-297603

⑤Int.Cl.³
G 05 B 13/00識別記号
A庁内整理番号
8527-5H

⑩公開 平成2年(1990)12月10日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全8頁)

⑪発明の名称 スライディングモードと外乱推定オブザーバを併用したサーボ制御方式

⑪特 願 平1-117520

⑪出 願 平1(1989)5月12日

⑪発明者 鳥居 信利 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 フアナツク株式会社商品開発研究所内

⑪発明者 二瓶 充 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 フアナツク株式会社商品開発研究所内

⑪発明者 加藤 哲朗 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 フアナツク株式会社商品開発研究所内

⑪出願人 フアナツク株式会社 山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地

⑪代理人 弁理士 竹本 松司 外2名

明細書

1. 発明の名称

スライディングモードと外乱推定オブザーバを併用したサーボ制御方式

2. 特許請求の範囲

サーボ制御方式において、スライディングモード制御によってトルク指令値を切換え、イナーシャ変動による影響を取り除き、外乱推定オブザーバによって非線形外乱を推定し、該推定した非線形外乱を除却するように制御することを特徴とするスライディングモードと外乱推定オブザーバを併用したサーボ制御方式。

3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は、ロボットの各軸を駆動するサーボモータのサーボ制御のようなバラメータ変動が大きい制御対象に対する制御方式に関する。

従来の技術

一般に、制御対象に対する制御には、比例制御 (P制御)、比例・積分制御 (PI制御)、比例・

積分・微分制御 (PID制御) 等の制御が行われている。例えば、ロボットや工作機械の各軸の制御等には通常、PI制御が行われている。

発明が解決しようとする課題

制御対象のバラメータの変動が大きい場合、例えば、制御対象をロボットとした場合、イナーシャ、動摩擦、静摩擦、重力項等の非線形項のバラメータは大きく変動する。

そのため、このようなバラメータ変動が大きい制御対象に対し従来と同様なPI制御による固定ゲインによる制御では、バラメータの変動によって応答性が変り、所望の応答性が得られないという問題がある。

また、一般的に、上記非線形項の外乱を除却する方法として、外乱推定オブザーバによって外乱を推定し外乱を除却する、いわゆるゼロイング (ZEROING) を行うことによって外乱を除却する方法が知られている。

さらに、近年、適応性を持った制御として適応制御やスライディングモードが提案されているが、

実用にはまたいろいろな問題があり、実用可能なものはない。現在、実用可能な技術としては適応性のない P I 制御であり、P I 制御であると制御対象のパラメータが変動すると応答性が変り、望ましい制御が得られない。

特に、ロボットの各軸を駆動するサーボモータのサーボ制御においては、ロボットのハンドがワークを把持して移動しているか、把持せずに移動しているか否かによってイナーシャが大きく変動し、また、ロボットの移動方向によって重力項の影響が大きく変る。さらに、静摩擦、動摩擦の影響も大きく、例えば、停止状態から移動開始時の静摩擦の影響で遅れが大きくなるという問題がある。

そこで、本発明の目的は、サーボ制御において、パラメータが変動しても安定した応答が得られるサーボ制御方式を提供することにある。

課題を解決するための手段

本発明は、スライディングモード制御によってトルク指令値を切換え、イナーシャ変動による影

響を取り除き、外乱推定オブザーバによって非線形外乱を推定し、該推定した非線形外乱を除却することによって上記課題を解決した。

作用

スライディングモード制御によって、制御系の特性が切換え面に収束するように制御し、イナーシャ変動の影響を取り除く。しかし、スライディングモード制御によっては、非線形項の外乱（静摩擦項、動摩擦項、重力項）が大きいと、この影響が残り、この非線形項が曲く部分で切換え面に近づかず、サーボモータの電流が同じ大きさで+/-に切り替わり続ける状態、いわゆるチャタリングが生じる。そこで、外乱推定オブザーバによって非線形外乱を推定し外乱を除却する、いわゆるゼロリングを行うことによって非線形項の影響を取り除く。

実施例

第3図は、位置に対し比例 (P) 制御を行い、速度に対し比例、積分 (P I) 制御を行うロボット等のサーボモータ制御系のブロック線図であり、

伝達関数 10 の K_P は位置ループにおける比例ゲイン、伝達関数 12 は速度ループにおける伝達関数で、 K_1 は積分定数、 K_2 は比例定数である。また、伝達関数 $14 : 16$ はモータの伝達関数で、 K_3 はトルク定数、 J はイナーシャであり、伝達関数 18 は速度 $\dot{\theta}$ を積分して位置 θ を算出する伝達関数である。また、 T_L は外乱トルクである。

位置指令値 θ_r から現在位置 θ をフィードバックし、その差の位置偏差 ε ($= \theta_r - \theta$) に比例定数 K_P を乗じ、速度指令値を求め、該速度指令値と実速度 $\dot{\theta}$ との差（速度偏差）によって P I 制御を行ってトルク指令値としての電流値 I を求め、該電流 I をモータに流し、モータを駆動し、モータは速度 $\dot{\theta}$ で回転し、この速度 $\dot{\theta}$ を積分して位置 θ が求められる。

そこで、まず、スライディングモード制御について説明する。

上記第3図のブロック線図において、モータの入出力をみると、次の第(1)式が成立する。

$$J\ddot{\theta} = I \quad \dots \dots (1)$$

また、位置偏差 ε で系を書き直すと、

$$\varepsilon = \theta_r - \theta$$

$$\dot{\varepsilon} = -\dot{\theta}$$

$$\ddot{\varepsilon} = -\ddot{\theta} \quad \dots \dots (2)$$

（なお、 θ 、 $\dot{\theta}$ 、 $\ddot{\theta}$ とは微分を、 ε 、 $\dot{\varepsilon}$ 、 $\ddot{\varepsilon}$ は2次微分を表わす。）

上記第(1)式に第(2)式を代入すると、次の第(3)式のようになる。

$$J\ddot{\varepsilon} = -I \quad \dots \dots (3)$$

ここで、切換え面 S として従来の切換え面 $S = \dot{\varepsilon} + C \cdot \varepsilon$ に積分要素を付加し、第(4)式で示す切換え面とする。

$$S = \dot{\varepsilon} + C \cdot \varepsilon + D \cdot \int (\dot{\varepsilon} + C \cdot \varepsilon) \quad \dots \dots (4)$$

なお、第(4)式において、 C は位置偏差 ε と速度偏差 $\dot{\varepsilon}$ の時定数としての定数、 D は積分要素の時定数としての定数である。

また、トルク指令値（制御対象に入力されるトルク指令値） I を次の第(5)式であるとする。

$$I = J_0 \omega_C \cdot \dot{\varepsilon} + J_0 \cdot \omega_C \cdot C \cdot \varepsilon + I_1 \quad \dots \dots (5)$$

なお、第(5)式で J_0 は制御対象の予想される

最小イナーシャ、 I_1 は切換え入力値であり、 ω_c は時定数としての定数である。

リアブノフ関数候補として次の第(6)式を考える。

$$V = (1/2) \cdot S^2 \quad \dots \dots (6)$$

上記リアブノフ関数 V は常に正で最小値が「0」であり、もし、 $\dot{V} < 0$ であればリアブノフ関数 V は最小値「0」に収束する。また、これにより切換え面 S は常に収束し、応答性が $S = 0$ の一一定の応答関数によって決定される。

上記第(4)式より

$$S = \dot{\epsilon} + (C + D) \cdot \dot{\epsilon} + D \cdot C \cdot \epsilon \quad \dots \dots (7)$$

また、第(3)式より

$$\dot{\epsilon} = -I/J \quad \dots \dots (8)$$

上記第(8)式に第(5)式を代入して整理すると、

$$\dot{\epsilon} = -J_0 \omega_c \cdot \dot{\epsilon} / J - J_0 \omega_c \cdot C \cdot \epsilon / J - I_1 / J \quad \dots \dots (9)$$

上記第(9)式を第(7)式に代入し整理すると、

$$S = (C + D - \omega_c \cdot J_0 / J) \cdot \dot{\epsilon} + (D \cdot C - J_0 \cdot \omega_c \cdot C / J) \cdot \epsilon - I_1 / J \quad \dots \dots (10)$$

$$\begin{aligned} & (C + D - \omega_c \cdot J_0 / J) \cdot S^2 \\ & = (C + D - (C + D) \cdot J_{\max} / J) \cdot S^2 < 0 \end{aligned} \quad \dots \dots (16)$$

となる ($J_{\max} / J > 1$ であるから)。

故に、リアブノフ関数 V の微分 \dot{V} を常に $\dot{V} < 0$ とするには、第(14)式より、第(17)式が成立するように切換え入力 I_1 を決定すればよい。

$$\begin{aligned} & -[C^2 \cdot \epsilon + (D \cdot C + D^2 - \omega_c \cdot D \cdot J_0 / J) \\ & \quad \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) + I_1 / J] \cdot S < 0 \end{aligned} \quad \dots \dots (17)$$

そこで、切換え入力 I_1 を ϵ の関数 $K_1(\epsilon)$ と $\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)$ の関数 $K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon))$ に分け、第(18)式のとおりとする。

$$I_1 = K_1(\epsilon) + K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)) \quad \dots \dots (18)$$

上記第(17)式が成立するには、

(i) $S \geq 0$ のとき

$$\begin{aligned} I_1 & = K_1(\epsilon) + K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)) \\ & > -C^2 \cdot J \cdot \epsilon - [J(D \cdot C + D^2) \\ & \quad - \omega_c \cdot D \cdot J_0] \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) \end{aligned} \quad \dots \dots (19)$$

であればよいので、

上記第(4)式を ϵ について解くと、

$$\epsilon = S - C \cdot \dot{\epsilon} - D \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) \quad \dots \dots (11)$$

上記第(11)式を第(10)式に代入し整理すると、

$$\begin{aligned} S & = (C + D - \omega_c \cdot J_0 / J) \cdot S \\ & \quad - [C^2 \cdot \epsilon + (D \cdot C + D^2 - \omega_c \cdot D \cdot J_0 / J) \\ & \quad \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) + I_1 / J] \end{aligned} \quad \dots \dots (12)$$

第(6)式を微分すると、

$$\dot{V} = S \cdot \dot{S} \quad \dots \dots (13)$$

第(13)式の S に第(12)式を代入すると

$$\begin{aligned} \dot{V} & = (C + D - \omega_c \cdot J_0 / J) \cdot S^2 \\ & \quad - [C^2 \cdot \epsilon + (D \cdot C + D^2 - \omega_c \cdot D \cdot J_0 / J) \\ & \quad \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) + I_1 / J] \cdot S \end{aligned} \quad \dots \dots (14)$$

そこで、定数 ω_c を第(15)式に示すように決定する。

$$\omega_c = (C + D) \cdot J_{\max} / J_0 \quad \dots \dots (15)$$

なお、 J_{\max} は制御対象において想定される最大イナーシャである。

第(15)式に示すように定数 ω_c を決定すると、第(14)式の右辺第1項は、

(イ) $K_1(\epsilon)$ に関して

$$\epsilon \geq 0 \text{ のとき } K_1(\epsilon) = -C^2 \cdot J_0 \cdot \epsilon \quad \dots \dots (20)$$

$\epsilon < 0$ のとき

$$K_1(\epsilon) = -C^2 \cdot J_{\max} \cdot \epsilon \quad \dots \dots (21)$$

(ロ) $K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon))$ に関して

$\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) \geq 0$ のとき

$$\begin{aligned} K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)) & = -[J_0(D \cdot C + D^2) \\ & \quad - J_0 \cdot \omega_c \cdot D] \end{aligned} \quad \dots \dots (22)$$

$\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) < 0$ のとき

$$\begin{aligned} K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)) & = -[J_{\max}(D \cdot C + D^2) \\ & \quad - J_0 \cdot \omega_c \cdot D] \end{aligned} \quad \dots \dots (23)$$

(ii) $S < 0$ のとき

$$\begin{aligned} I_1 & = K_1(\epsilon) + K_2(\int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon)) \\ & < -C^2 \cdot J \cdot \epsilon - [J(C \cdot D + D^2) \\ & \quad - J_0 \cdot \omega_c \cdot D] \cdot \int(\dot{\epsilon} + C \cdot \epsilon) \end{aligned} \quad \dots \dots (24)$$

であればよいので、

(イ) $K_1(\epsilon)$ に関して

$\epsilon \geq 0$ のとき

$$K_1(\epsilon) = -C^2 \cdot J_{\max} \cdot \epsilon \quad \dots \dots (25)$$

$\epsilon < 0$ のとき

$$K_1(\epsilon) = -C^2 \cdot J_0 \cdot \epsilon \quad \dots (26)$$

(口) $K_2(f(\epsilon+C \cdot \epsilon))$ に関して $f(\epsilon+C \cdot \epsilon) \geq 0$ のとき

$$K_2(f(\epsilon+C \cdot \epsilon)) = -[J_{\max} \cdot (D \cdot C + D^2) - J_0 \cdot \omega_C \cdot D] \quad \dots (27)$$

 $f(\epsilon+C \cdot \epsilon) < 0$ のとき

$$K_2(f(\epsilon+C \cdot \epsilon)) = -[J_0 \cdot (D \cdot C + D^2) - J_0 \cdot \omega_C \cdot D] \quad \dots (28)$$

とすれば、リアノフ関数 V の微分 \dot{V} は常に $\dot{V} < 0$ となり、切換え面に収束し制御系は安定する。しかし、上記スライディングモード制御によってトルク指令値(電流) I を切換えると、重力項や動摩擦項及び静摩擦項の影響は完全に取り除けず、重力軸の性能、動き始め時の静摩擦による遅れ、動摩擦による遅れ等を改善するには十分ではない。

そこで、第4図に示すような外乱推定オブザーバを組み、重力項、静摩擦項、動摩擦項の影響を取り除く。

外乱推定オブザーバ 50 の項 52 、項 53 の K_3 、 K_4 は外乱推定オブザーバ 50 のパラメータで、項 51 は電流指令 I から推定外乱に対応する値 y' を減じた値、即ち、実際にサーボモータへ出力される電流値に乘じるパラメータの項であり、 54 は積分項である。

そして、この外乱推定オブザーバ 50 を構成することによって、外乱推定オブザーバ 50 の項 53 の出力として、外乱に対応する値 $x = TL'/J$ (TL' は推定外乱) が得られる。

すなわち、第4図のブロック線図を解析すると、
 $((I - y') \cdot Kt + TL) \cdot (1/J \cdot S) = \theta \quad \dots (31)$

$$((I - y') \cdot (Kt/J) + (\theta - v) K3 + (\theta - v) (K4/S)) \cdot (1/S) = v \quad \dots (32)$$

(なお、 v は積分項 54 の出力で推定速度)

第(31)式より

$$(I - y') = (\theta \cdot J \cdot S - TL) / Kt \quad \dots (33)$$

第(33)式を第(32)式に代入し整理すると、

$$((\theta \cdot J \cdot S - TL) / Kt) \cdot (Kt/J) =$$

第4図は、第3図に示すブロック線図において、外乱推定オブザーバを組み込まれた部分のブロック線図を示している。第4図中、 50 は外乱推定オブザーバ、 30 は外乱推定オブザーバで推定される推定外乱に対応する値に乘じるパラメータの項であり、 40 はローパスフィルタで、項 30 から出力される推定外乱に対応する値 y をフィルタ処理して、高周波成分で除去して推定外乱に対応する値 y' を出力し、この値 y' を電流指令 I から減じて外乱 TL を除去する構成となっており、いわゆるゼロイング (ZEROING) 処理を行うものである。

外乱トルク TL の微分値 TL' 、サーボモータの加速度 θ としたとき、次の第(29)、第(30)式を満足するものとして、外乱推定オブザーバを構成すると、第4図に示すブロック線図の外乱推定オブザーバが得られる。

$$TL = 0 \quad \dots \dots (29)$$

$$\theta = (I \cdot Kt/J) + (TL/J) \quad \dots \dots (30)$$

$$+ (\theta - v) \cdot (K3 + (K4/S)) = S \cdot v \quad \dots (34)$$

$$\theta \cdot S = (TL/J) + (\theta - v) \cdot (K3 + (K4/S)) = S \cdot v \quad \dots \dots (35)$$

$$(\theta - v) (S + K3 + (K4/S)) = TL/J \quad \dots (36)$$

故に、

$$(\theta - v) = \frac{TL}{J} \cdot \frac{1}{S + K3 + (K4/S)} \quad \dots \dots (37)$$

その結果、項 53 の出力 x は

$$x = (\theta - v) \cdot K4/S = \frac{TL}{J} \cdot \frac{1}{S + K3 + (K4/S)} \cdot \frac{K4}{S} = \frac{TL}{J} \cdot \frac{K4}{S^2 + K3 \cdot S + K4} \quad \dots \dots (38)$$

第(38)式において、パラメータ $K3$ 、 $K4$ を極が安定するように選択すると、

$$x = TL/J \quad \dots \dots (39)$$

項 53 の出力 x は第(39)式に示されるように、外乱に比例した値 TL'/J となる。

こうして、外乱推定オブザーバ 50 によって得られた外乱 T_L に比例した項 $x = T_L / J$ に項 30 のパラメータ $J \cdot A / K_t$ (A は単位系を合せるためのフィードバックゲインである) を乗じれば、

$$y = x + J \cdot A / K_t - T_L \cdot A / K_t \quad \dots \dots (40)$$

この値 $y = T_L \cdot A / K_t$ を項 40 のフィルタ処理を行い高周波成分を除去 (y') して、電流指令値 I より減ずれば項 14 の出力は、

$$K_t (I - y') = K_t (I - T_L \cdot A / K_t) = K_t \cdot I - T_L \cdot A \quad \dots \dots (41)$$

上記第 (41) 式で示される項 14 の出力と外乱 T_L が加算されると、 $T_L \cdot A = T_L$ であるから、外乱 T_L は除去されることとなる。

第 2 図は本発明をロボット制御に適用した一実施例の制御系のブロック図である。第 2 図中、1 は、ロボット 5 の各軸への移動指令を分配する数値制御装置等のホストコンピュータ (以下、ホスト CPU という)、2 はホスト CPU から書き込まれ

れた各軸の移動指令をデジタルサーボ回路 3 のプロセッサへ受け渡す共有メモリである。また、3 はデジタルシグナルプロセッサ等で構成されるデジタルサーボ回路であり、ロボット 5 の各種のサーボモータの位置、速度、電流のフィードバック制御を行うもので、本発明のスライディングモード処理、外乱推定オブザーバ処理を行うものである。4 は、ロボット 5 における各サーボモータの駆動電流のフィードバック値、移動量 θ としてのフィードバックパルスが書き込まれる帰還信号レジスタである。

第 1 図 (a), (b), (c) は、本実施例において上記デジタルサーボ回路のプロセッサが実行する動作処理フローチャートであり、該プロセッサは所定周期 (移動指令の分配周期) 毎、第 1 図 (a), (b), (c) の処理を実行する。

まず、共有メモリ 2 及び帰還信号レジスタ 4 より位置の指令値 θ_r 、フィードバックパルス量 θ を読み取り (ステップ 100)、従来と同様に位置偏差 ϵ ($= \theta_r - \theta$) 及び速度偏差 $\dot{\epsilon}$ を算出し

(ステップ 101)、第 (4) 式の演算を行って切換え面 S の値を計算する (ステップ 102)。

なお、上述した定数 C 、 D 及び予想されるイナーシャの最大値 J_{max} 、最小値 J_0 、及び、これら D 、イナーシャ J_{max} 、 J_0 で決まる定数 α の値は予めデジタルサーボ回路 3 中のメモリ内に設定されている。または、プログラム化されている。

デジタルサーボ回路 3 のプロセッサはステップ 102 で算出した切換え面 S の値が「0」以上か否か判断し (ステップ 103)、 $S \geq 0$ ならば、次に位置偏差 ϵ が「0」以上か否か判断し (ステップ 104)、 $S \geq 0$ ならば、第 (20) 式の演算を行って切換え入力 I_1 の位置偏差 ϵ の関数部 $K_1(\epsilon)$ の値をレジスタ R_1 に格納する (ステップ 105)。また、ステップ 104 で $\epsilon < 0$ であれば、第 (21) 式の演算を行ってレジスタ R_1 に格納する (ステップ 106)。

次に、 $f(\epsilon + C \cdot \epsilon)$ の演算を行って、この値 $f(\epsilon + C \cdot \epsilon)$ が「0」以上か否か判断し

(ステップ 107)、0 以上であれば、第 (22) 式の演算を行って切換え入力 I_1 の $f(\epsilon + C \cdot \epsilon)$ の値をレジスタ R_2 に格納する (ステップ 108)。また、 $f(\epsilon + C \cdot \epsilon) < 0$ であれば、第 (23) 式の演算を行ってその値をレジスタ R_2 に格納する (ステップ 109)。

そして、レジスタ R_1 、 R_2 に格納された値を加算し、切換え入力 I_1 の値を求め (ステップ 116)、次に第 (5) 式の演算を行ってトルク指令値としての電流値 I を算出する (ステップ 117)。

一方、ステップ 103 で切換え面 S の値が負と判断されると、プロセッサは位置偏差 ϵ が「0」以上か否か判断し (ステップ 110)、 $\epsilon \geq 0$ と判断されると、第 (25) 式の演算を行ってレジスタ R_1 に格納し (ステップ 111)、 $\epsilon < 0$ と判断されると第 (26) 式の演算を行ってレジスタ R_1 に格納する (ステップ 112)。

次に、 $f(\epsilon + C \cdot \epsilon)$ の値を求め、この値が

「0」以上であれば第(27)式の演算を行ってレジスタR2に格納し(ステップ114)、負であれば第(27)式の演算を行ってレジスタR2に格納する(ステップ115)。そして、前述同様、レジスタR1、R2の値を加算し、切換入力I1の値を求め(ステップ116)、第(5)式の演算を行ってトルク指令値Iを求める(ステップ117)。

以上がスライディングモード制御処理であり、該スライディングモード制御処理によってイナーシャ変動の影響を除去し、次に、該スライディングモード制御処理によって求められたトルク指令値(電流)Iに対し外乱推定オブザーバの処理を開始する。

まず、前周期の処理で計算された外乱推定値Xを記憶するレジスタR(X)からこの外乱推定値Xを読み出し、第(40)式の演算を行う(ステップ118)。即ち、第4図におけるパラメータの項30の処理を行い、外乱に比例する項Yを求め、次に、ローパスフィルタの処理を行って該値Yか

ら高周波成分を除去し(ステップ119)、トルク指令値(電流)Iからフィルタ処理した後の値Y'を減算し、補正された電流指令値IとしてレジスタR(I)に格納すると共にこの電流指令Iを電流補償ループへ渡す(ステップ120、121)。

次に、プロセッサは今回のレジスタR(I)の値を計算する前のレジスタR(I)の値(1回前のR(I)の値)、及びデジタルサーボ回路の処理中に検出されているサーボモータの実速度vを用いて、第4図中50の外乱推定オブザーバの処理を行う(ステップ122)。そして、この外乱推定オブザーバの処理で得られた外乱推定値に対応する値X(第4図中項53の処理出力)をレジスタR(X)に記憶する(ステップ123)。なお、外乱推定オブザーバの処理中に算出される速度推定値vも、次周期での外乱推定オブザーバ処理に使用するのでこの値もレジスタに記憶される。

上述したスライディングモード処理及び外乱推定オブザーバの処理が所定周期毎に行われ、スライ

ディングモード処理によってイナーシャ変動の影響が補償され、該スライディングモード制御によって補償できなかった非線形項の重力項、静摩擦項、動摩擦項等の影響が外乱推定オブザーバの処理によって取り除かれ、重力項に対する性能、動き初めの静摩擦による遅れ、動作時の動摩擦による遅れ等をすべて取り除き、スライディングモードがすべての状況で有効に働くようになる。

なお、制御対象(ロボット)の状態に応じて変動するイナーシャ、重力項等のデータを、ホストコンピュータ1から順次制御対象の状態に応じて出力し、デジタルサーボ回路のプロセッサは、この受信したイナーシャ、重力項のデータに基いて上記スライディングモード制御処理、外乱推定オブザーバの処理を行うようにしてもよい。

発明の効果

本発明は、スライディングモード制御と外乱推定オブザーバによるゼロイング制御を併用したので、非線形項のイナーシャ、重力項、静摩擦項、動摩擦項の影響をすべて除去し、スライディング

モードがすべての状況で有効に動き、上記非線形項のパラメータ変動が大きくても、遅れのない安定した制御を行うことができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図(a)、(b)、(c)は本発明の一実施例における動作処理フローチャート、第2図は本発明を適用した一実施例のロボット制御系のブロック図、第3図はサーボ回路のブロック線図、第4図はサーボ回路に外乱推定オブザーバを適用したときのブロック線図である。

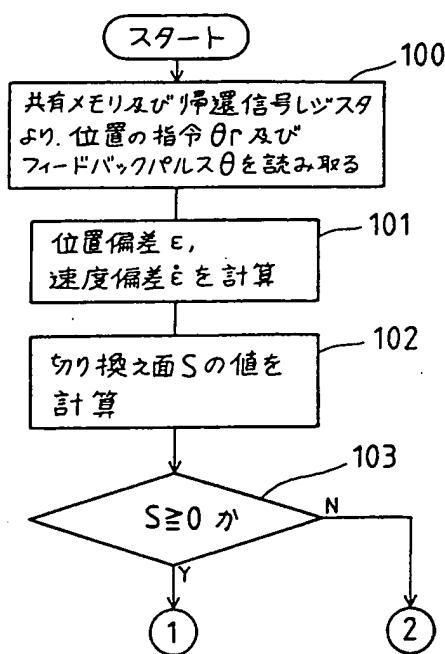
θ^* …位置指令値、 θ …現在位置、 ϵ …位置偏差、 v …実速度、I…トルク指令値(電流指令値)、50…外乱推定オブザーバ、30…パラメータの項、40…フィルタ。

特許出願人 ファナック株式会社

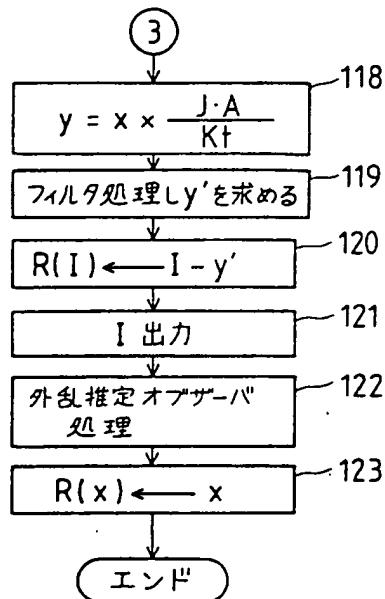
代理人 弁理士 竹本松司
(ほか2名)



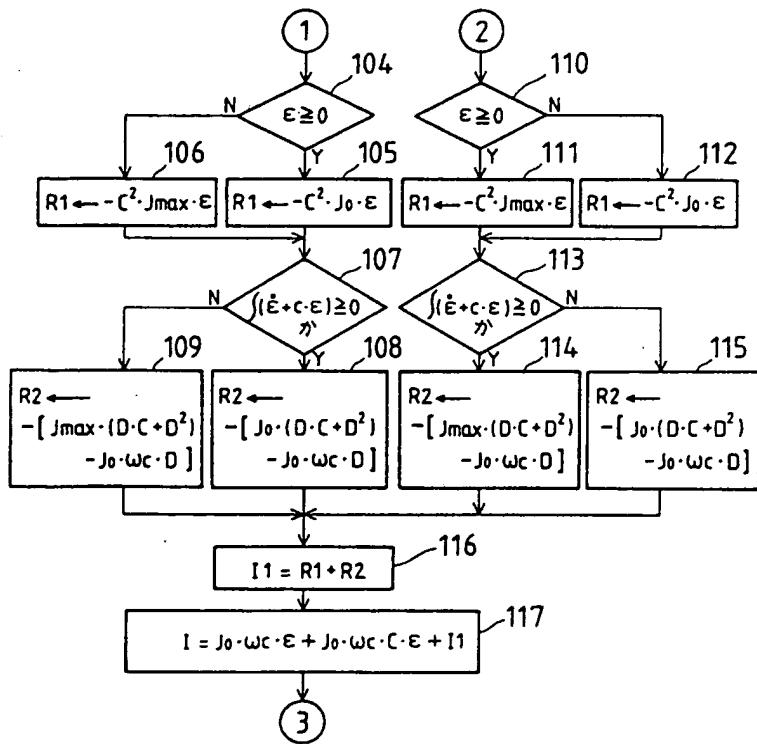
第 1 図(a)



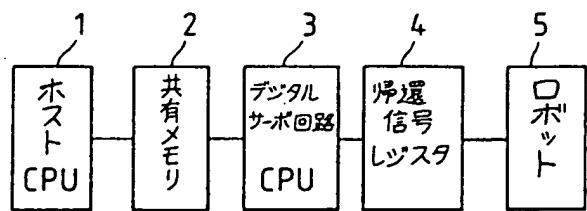
第 1 図(c)



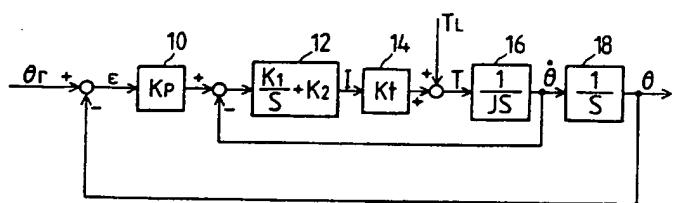
第 1 図(b)



第 2 図



第 3 図



第 4 図

